

Patentansprüche

1. Automatische Justierschaltung zum Justieren der Zeitkonstanten einer Filterschaltung (100), dadurch gekennzeichnet, daß der Justierschaltung (200) ein Referenzfrequenzsignal zugeführt wird und daß sie eine Oszillatoreinrichtung (214) zur Erzeugung eines Oszillatorsignals sowie Mittel (206) aufweist zur Erfassung entweder der Phasen- oder der Frequenzdifferenz zwischen dem Referenzfrequenzsignal und dem Oszillatorsignal und zur Erzeugung eines Steuersignals zur automatischen Justierung der Zeitkonstanten der Filterschaltung (100).

2. Justierschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Oszillatoreinrichtung (214) ein Filter (202) mit variabler Zeitkonstante sowie einen Rückkopplungsverstärker (204) aufweist, der zur Bildung einer positiven Rückkopplung mit dem Filter (202) verbunden ist.

3. Justierschaltung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Detektoreinrichtung (206) einen Phasendetektor (236) und einen Frequenzabweichungsdetektor (236) sowie Mittel zum Anlegen des Steuersignals sowohl an die Filterschaltung (100) als auch an das Filter (202) mit variabler Zeitkonstante aufweist.

4. Justierschaltung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Filterschaltung ein Hauptfilter (100) aufweist und daß das Filter (202) mit variabler Zeitkonstante dieselbe Schaltungskonfiguration hat wie das Hauptfilter (100).

5. Justierschaltung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Detektoreinrichtung (206) einen Frequenzteiler (232) aufweist.

6. Verfahren zum Justieren der Zeitkonstanten einer Filterschaltung (100), gekennzeichnet durch folgende Verfahrensschritte:

- Erzeugen eines Oszillatorsignals unter Verwendung eines Filters (202) mit variabler Zeitkonstanten,
- Vergleichen entweder der Phase oder der Frequenz des Oszillatorsignals mit der entsprechenden Phase oder Frequenz eines Referenzfrequenzsignals,
- Erzeugen eines Steuersignals in Abhängigkeit von der Differenz zwischen den verglichenen Phasen- oder Frequenzwerten und
- Justieren der Zeitkonstanten der Filterschaltung (100) mit Hilfe des Steuersignals.

7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Zeitkonstante des Filters (202) mit variabler Zeitkonstante durch das Steuersignal justiert wird.

Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Schaltung zur automatischen Einstellung von Zeitkonstanten für eine Filterschaltung, insbesondere für eine Filterschaltung, die Bestandteil einer integrierten Schaltung ist.

In Filterschaltungen verwendet man zur Festlegung der Frequenzkennlinie Schaltungen mit einer Zeitkonstanten. Dabei ist es erforderlich, daß die Zeitkonstante dieser Schaltung auf einem vorbestimmten Wert stabil gehalten wird. Eine Schaltung mit einer Zeitkonstanten besteht üblicherweise aus Widerstandselementen und Kapazitäten. Wenn eine derartige Filterschaltung als integrierte Schaltung (im folgenden als IC bezeichnet) hergestellt wird, muß die Zeitkonstante des zeitbestimmenden Schaltungsteils extern justiert werden, da die Widerstandswerte oder die Kapazitäten der Widerstandselemente und Kondensatoren nicht genau sind. Außerdem sind die Widerstandswerte oder die Kapazitäten der Widerstandselemente und Kondensatoren temperaturabhängig und nicht langzeitstabil.

Anhand von Fig. 1 bis 4 sollen einige herkömmliche Justiermöglichkeiten für typische Filterschaltungen oder zeitbestimmende Schaltungsteile erläutert werden. Fig. 1 bis 4 zeigen vier typische Beispiele von Filterschaltungen, z. B. ein Tiefpaßfilter.

Die in Fig. 1 dargestellte Filterschaltung besitzt einen Schaltungsteil mit einer Zeitkonstanten, der aus einem Widerstand 10 und einer veränderbaren Kapazität 12 besteht. Der Widerstand 10 ist zwischen einem Eingangsanschluß 14, dem ein Eingangssignal V_{in} zugeführt wird, und einem Ausgangsanschluß 16 angeordnet, der ein Ausgangssignal V_{out} liefert. Die veränderbare Kapazität 12 ist zwischen dem Ausgangsanschluß 16 und einem Steueranschluß 18 angeordnet, dem ein Steuersignal V_c für die Justierung zuführbar ist. Der Anordnung des Widerstands 10 und der veränderbaren Kapazität 12 entsprechend bildet die dargestellte Schaltung einen Tiefpaß oder einen Integrator. Der Kapazitätswert der veränderbaren Kapazität 12 ändert sich in Abhängigkeit von dem Wert des Steuersignals V_c an dem Steueranschluß 18.

Die in Fig. 2 dargestellte Filterschaltung besitzt einen Schaltungsteil mit einer Zeitkonstanten (der im folgenden auch kurz als Zeitglied bezeichnet wird), der aus einem Feldeffekttransistor (im folgenden kurz als FET bezeichnet) 20 und einem Kondensator 22 besteht. Der FET 20 ist zwischen einem Eingangsanschluß 14, dem ein Eingangssignal V_{in} zugeführt wird, und einem Ausgangsanschluß 16 angeordnet, der ein Ausgangssignal V_{out} liefert. Der Kondensator 22 ist zwischen dem Ausgangsanschluß 16 und einem Anschluß 24 für ein Bezugspotential, z. B. Erde, angeordnet. Das Gate des FET 20 ist mit einem Steueranschluß 18 verbunden, dem ein Steuersignal V_c für die Justierung zuführbar ist. Die Impedanz des FET 20 ändert sich in Abhängigkeit von dem Wert des Steuersignals V_c an dem Steueranschluß 18.

Die in Fig. 3 dargestellte Filterschaltung besitzt ein Zeitglied, das aus einem bipolaren Transistor 26, einer veränderbaren Stromquelle 28 und einem Kondensator 22 besteht. Die Basis und der Emitter des bipolaren Transistors 26 sind mit einem Eingangsanschluß 14 zur Zuführung eines Eingangssignals V_{in} bzw. mit einem Ausgangsanschluß 16 verbunden, der ein Ausgangssignal V_{out} liefert. Der Kollektor des bipolaren Transistors 26 ist mit einem Stromversorgungsanschluß 30 verbunden, dem eine Versorgungsspannung V_{cc} zuführbar ist. Die

veränderbare Stromquelle 28 ist zwischen dem Emitter des bipolaren Transistors 26 und einem Anschluß 24 für ein Bezugspotential, z. B. Erde, angeordnet. Der Kondensator 22 ist zwischen dem Emitter des bipolaren Transistors 26 und dem geerdeten Anschluß 24, d. h. parallel zu der veränderbaren Stromquelle 28 angeordnet. Die veränderbare Stromquelle 28 ist so ausgebildet, daß ihr über einen Steueranschluß 18 ein Steuersignal V_c für die Justierung zuführbar ist. Somit ändert sich der Strom I_{28} der veränderbaren Stromquelle 28 in Abhängigkeit von dem Steuersignal V_c . Die veränderbare Stromquelle 28 führt den bipolaren Transistor 26 den in Abhängigkeit von dem Steuersignal V_c veränderbaren Strom I_{28} zu, wodurch der äquivalente Emitterwiderstand des bipolaren Transistors 26 verändert wird. Die in Fig. 1 bis 3 dargestellten Filterschaltungen besitzen eine Übertragungskennlinie $G(LPF)$, die sich folgendermaßen ausdrücken läßt:

$$G(LPF) = 1/(1 + j\omega RC),$$

(1)

worin j die Einheit der imaginären Zahlen ($\sqrt{-1}$), ω die Kreisfrequenz des Eingangssignals V_m , R der Widerstandswert des Widerstands 10, des Feldeffekttransistors 20 bzw. des bipolaren Transistors 26 und C die Kapazität des veränderbaren Kondensators 12 bzw. der Kondensatoren 22 bedeuten. Die Übertragungskennlinie $G(LPF)$ wird durch Amplitudenänderungen des Eingangssignals V_m beeinflusst. Das heißt, wenn die Amplitude des Eingangssignals V_m sich ändert, werden der veränderbare Kondensator (Fig. 1), der Feldeffekttransistor 20 (Fig. 2) bzw. der bipolare Transistor 26 (Fig. 3) direkt durch die Änderung des Eingangssignals V_m beeinflusst. Somit wird das Ausgangssignal V_{out} verzerrt. Im Ergebnis können daher die beschriebenen Filterschaltungen ihre vollen Leistungsmerkmale nicht entfalten.

Die in Fig. 4 dargestellte vierte Filterschaltung ist derart ausgelegt, daß die Verzerrung des Ausgangssignals V_{out} verringert wird. Diese Filterschaltung besitzt ein Zeitglied, das aus einem ersten Differentialverstärker 32 und einem Kondensator 22 besteht. Der erste Differentialverstärker 32 und der Kondensator 22 sind über eine Stromwandlerschaltung 34 miteinander verbunden.

Der erste Differentialverstärker 32 umfaßt zwei Transistoren 36 und 38, deren Kollektoren mit einem Stromversorgungsanschluß 30 verbunden sind, über den ihnen eine Versorgungsspannung V_{cc} zuführbar ist. Ihre Emitter sind über eine Stromquelle 40 mit einem geerdeten Anschluß 24 verbunden. Die Stromquelle 40 beaufschlagt den ersten Differentialverstärker 32 mit einem Strom I_{40} . Zwischen der Stromquelle 40 und den Emittlern der Transistoren 36 und 38 sind Widerstände 42 bzw. 44 angeordnet. Die Basis des Transistors 36 ist mit einem Eingangsanschluß 14 zur Zuführung eines Eingangssignals V_m verbunden, während die Basis des Transistors 38 über einen Spannungsteiler 46 mit einem Ausgangsanschluß 16 zur Lieferung eines Ausgangssignals V_{out} verbunden ist. Der Spannungsteiler 46 multipliziert die Ausgangsspannung V_{out} mit dem Faktor " m " (m ist eine Dezimalzahl, z. B. $m < 1$). Mit anderen Worten, der Spannungsteiler 46 teilt die Ausgangsspannung durch $1/m$. Die geteilte Spannung wird der Basis des Transistors 38 des ersten Differentialverstärkers 32 zugeführt. Die Teilspannung $m \cdot V_{out}$ wird von dem Ausgangsanschluß 16 über den Spannungsteiler 46 zu dem ersten Differentialverstärker 32 rückgekoppelt. Die Stromwandlerschaltung 34 besteht aus Transistoren 48, 50 ... 58, einer Referenzspannungsquelle 60 mit einer Referenzspannung V_{ref} und einer variablen Stromquelle 28.

Die Transistoren 48 und 50 sind zwischen dem Stromversorgungsanschluß 30 und den Kollektoren der Transistoren 36 bzw. 38 des ersten Differentialverstärkers 32 geschaltet. Ihre Basiselektroden sind gemeinsam mit der Referenzspannungsquelle 60 verbunden.

Die Kollektoren der Transistoren 52 und 54 sind über eine als Stromspiegelschaltung ausgebildete aktive Lastschaltung 64 mit dem Stromversorgungsanschluß 30 verbunden, ihre Emitter stehen über die variable Stromquelle 28 mit dem geerdeten Anschluß 24 in Verbindung. Somit bilden die Transistoren 52 und 54 einen zweiten Differentialverstärker 62. Ihre Basiselektroden sind mit den Kollektoren der Transistoren 36 bzw. 38 verbunden. Die variable Stromquelle 28 ist so ausgebildet, daß ihr über einen Steueranschluß 18 ein Steuersignal V_c für die Justierung zuführbar ist. Dadurch verändert sich ihr Strom I_{28} in Abhängigkeit von dem Steuersignal V_c .

Die Transistoren 56 und 58 sind zwischen dem Stromversorgungsanschluß 30 und den Kollektoren 52 bzw. 54 des zweiten Differentialverstärkers 62 angeordnet. Ihre Basiselektroden sind gemeinsam mit dem Kollektor des Transistors 58 verbunden. Somit bilden die Transistoren 56 und 58 einen aktiven Lastkreis 64 in Form einer Stromspiegelanordnung für den zweiten Differentialverstärker 62. Der Kollektor des Transistors 56 ist über einen Pufferverstärker 66 mit dem Ausgangsanschluß 16 verbunden. Der Kondensator 22 ist zwischen dem Kollektor des Transistors 52 und dem geerdeten Anschluß 24 angeordnet. Im folgenden sei die Wirkungsweise der in Fig. 4 dargestellten vierten Filterschaltung beschrieben:

Wenn der Basis des Transistors 36 des ersten Differentialverstärkers 32 das Eingangssignal V_m über den Eingangsanschluß 14 zugeführt wird, fließen durch die Transistoren 36 und 38 Kollektorströme I_{36} bzw. I_{38} . Diese Ströme I_{36} und I_{38} fließen außerdem durch die Transistoren 48 bzw. 50. Durch die Transistoren 52 und 54 des zweiten Differentialverstärkers 62 in der Stromspiegelschaltung 34 fließen Kollektorströme I_{52} bzw. I_{54} . Da die Basiselektroden der Transistoren 48 und 50 miteinander verbunden sind, stehen die Ströme I_{36} und I_{38} in einer Beziehung, die durch eine logarithmische Kennlinie (\ln) der pn-Übergänge in den Transistoren 48 und 50 bestimmt ist. Da die Emitter der Transistoren 52 und 54 miteinander verbunden sind, stehen die Ströme I_{52} und I_{54} in einer Beziehung, die durch eine exponentielle Kennlinie (\exp) der pn-Übergänge in den Transistoren 52 und 54 bestimmt ist. Bekanntlich kompensieren die logarithmische und die exponentielle Kennlinie einander. Somit ergibt sich folgende Beziehung zwischen den Kollektorströmen I_{36} , I_{38} , I_{52} und I_{54} :

$$I_{36}/I_{38} = I_{54}/I_{52}$$

(2)

Die Kollektorströme I_{36} , I_{38} , I_{52} und I_{54} lassen sich folgendermaßen ausdrücken.

$$\begin{aligned} I_{36} &= I_{40}/2 + \Delta i_{32} \\ I_{38} &= I_{40}/2 - \Delta i_{32} \\ I_{52} &= I_{28}/2 + \Delta i_{62} \\ I_{54} &= I_{28}/2 - \Delta i_{62} \end{aligned}$$

5 worin Δi_{32} eine veränderbare Komponente des durch den ersten Differentialverstärker 32 fließenden Stroms und Δi_{62} eine variable Komponente des durch den zweiten Differentialverstärkers 62 fließenden Stroms sind. Aus den obigen Gleichungen erhält man folgende Gleichung für die variable Komponente Δi_{62} .

$$10 \quad \Delta i_{62} = (I_{28}/I_{40}) \times \Delta i_{32}$$

Die variable Stromkomponente Δi_{62} fließt von den beiden Transistoren 56 und 58 des zweiten Differentialverstärkers 62 in den Kondensator 22. Die variable Stromkomponente Δi_{62} des zweiten Transistors 56 fließt direkt in den Kondensator 22. Die variable Stromkomponente Δi_{62} des Transistors 58 fließt über die als Lastschaltung dienende Stromspiegelanordnung 64 in den Kondensator 22. Deshalb wird dem Kondensator 22 die variable Stromkomponente Δi_{62} zweimal, d. h. ein Strom von $2 \times \Delta i_{62}$ zugeführt. Damit ergibt sich für das Ausgangssignal V_{out} an dem Ausgangsanschluß 16

$$15 \quad \begin{aligned} V_{out} &= 2 \times \Delta i_{62}/j \times w \times C_{22} \\ &= (2 \times I_{28}/I_{40}) \times (\Delta i_{32}/j w C_{22}) \end{aligned} \quad (3)$$

worin C_{22} die Kapazität des Kondensators 22 bedeutet.

Wenn dieses Ausgangssignal V_{out} über den Spannungsteiler 46 mit negativem Vorzeichen zu dem ersten Differentialverstärker 32 rückgekoppelt wird, ist die variable Stromkomponente Δi_{32} des ersten Differentialverstärkers 32 durch folgende Gleichung gegeben:

$$20 \quad i_{32} = (V_{in} - m V_{out})/(R_{42} + R_{44}) \quad (4)$$

worin R_{42} und R_{44} die Widerstandswerte der Widerstände 42 bzw. 44 bedeuten.

25 Aus den Gleichungen (3) und (4) erhält man folgende Gleichung:

$$30 \quad V_{out}/V_{in} = I/(m + j w C_{22} (R_{42} + R_{44}) I_{40}/(2 \times I_{28})) \quad (5)$$

Aus einem Vergleich der beiden Gleichungen (1) und (5) ergibt sich, daß die in Fig. 1 bis 4 dargestellten Filterschaltungen dieselbe Frequenzkennlinie haben.

Die Zeitkonstante der in Fig. 4 dargestellten vierten Filterschaltung läßt sich beliebig einstellen, indem man das Wandlerverhältnis der Stromwandlerschaltung 34 durch Steuerung des Stroms I_{28} der variablen Stromquelle 28 justiert. Das Wandlerverhältnis der Stromwandlerschaltung 34 läßt sich statt durch die Steuerung des Stroms I_{28} der variablen Stromquelle 28 durch Steuerung des Stroms I_{40} der variablen Stromquelle 40 justieren. D. h., die Stromquelle des ersten Differentialverstärkers 32 wird variabel und die Stromquelle des zweiten Differentialverstärkers 62 konstant gemacht.

In der vierten Filterschaltung ist die Zeitkonstante zwar von der variablen Stromquelle 28 (oder der Stromquelle 40) nicht jedoch von den Widerständen 42 und 44 oder dem Kondensator 22 abhängig. Infolgedessen ändert sich die Zeitkonstante nicht bei Amplitudenänderungen des Eingangssignals V_{in} .

Bei den in Fig. 1 bis 4 dargestellten herkömmlichen Filterschaltungen kann die die Filterkennlinie bestimmende Zeitkonstante aufgrund von Ungenauigkeiten der Widerstandswerte oder Kapazitäten der Widerstandselemente und Kondensatoren, z. B. der Widerstände R_{42} und R_{44} und des Kondensators 22, von dem Entwurfswert abweichen. Infolgedessen muß die Zeitkonstante durch die Steuerung der Ströme I_{28} und/oder I_{40} der Stromquellen 28 bzw. 40 justiert werden. Außerdem kann die Zeitkonstante sich durch Unstabilitäten der Widerstandswerte oder Kapazitäten der Widerstandselemente und Kondensatoren ändern. Deshalb muß bei Bedarf eine Justierung durchgeführt werden. Wenn die Filterschaltung jedoch in einem IC realisiert ist, ist das Erfordernis einer solchen Justierung der Zeitkonstanten unerwünscht, weil der IC einen zusätzlichen Anschlußstift für die Zuführung der Steuerspannung V_c für die Justierung benötigt. Der Stand der Technik bietet keine geeigneten Mittel, um diese Justierung automatisch auszuführen. In der in Fig. 4 dargestellten Filterschaltung ist zwar ein Mittel vorhanden, das durch Verwendung des äquivalenten Widerstandes, den man durch Schalten der Kapazität C_{22} des Kondensators 22 erhält, zu korrigieren ist. Diese Schaltung ist jedoch wegen des durch das Schalten verursachten Geräusches ungünstig und kann einem analogen IC nicht verwendet werden.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, die Nachteile herkömmlicher Schaltungen zu beseitigen, die eine externe Justierung benötigen. Weiter soll die Erfindung eine Schaltung zur automatischen Justierung der Zeitkonstanten zur Verfügung stellen, die sich leicht in einem IC verwenden läßt. Dabei soll die Zeitkonstante eine Filterschaltung automatisch ohne die Erzeugung unerwünschten Geräusches möglich sein.

Die der Erfindung zugrunde liegende Aufgabe wird durch eine Schaltung mit den Merkmalen des Patentanspruchs 1 gelöst.

Vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen der Erfindung sind Gegenstand der Unteransprüche, auf die hiermit zur Verkürzung der Beschreibung ausdrücklich verwiesen wird.

Im folgenden sei die Erfindung anhand der Zeichnungen, insbesondere anhand von Fig. 5, 6 und 7 näher erläutert. Um die Erläuterung zu vereinfachen, werden in den Zeichnungen durchgehend zur Bezeichnung von Elementen, die den in Fig. 1 bis 4 (Stand der Technik) dargestellten Elementen entsprechen oder ihnen äquiva-

lent sind, dieselben Bezugszeichen verwendet wie dort.

Fig. 1 bis 4 zeigen Schaltungen zur Erläuterung der Justiermittel herkömmlicher Filterschaltungen,

Fig. 5 zeigt ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels der erfindungsgemäßen Schaltung zur automatischen Justierung der Zeitkonstanten in einer Filterschaltung,

Fig. 6 zeigt eine praktische Schaltungsführung des Beispiels von Fig. 5,

Fig. 7 zeigt ein Blockschaltbild der Erfindung für ein Bandpaß-Filter in einer Farbsignal-Verarbeitungsschaltung eines Videorecorders.

Fig. 5 zeigt ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels der erfindungsgemäßen Schaltung zur automatischen Justierung einer Filterschaltung. Das in Fig. 5 dargestellte Ausführungsbeispiel einer automatisch justierbaren Filterschaltung besteht aus einer Haupt-Filterschaltung 100 und einer Schaltung 200 zur automatischen Justierung der Zeitkonstanten.

Die Haupt-Filterschaltung 100 besitzt einen Eingangsanschluß 14 zur Aufnahme eines Eingangssignals V_{in} , einen Ausgangsanschluß 16 zur Abgabe eines Ausgangssignals V_{out} sowie einen Steueranschluß 18 zur Aufnahme eines weiter unten beschriebenen Steuersignals V_c . Die Haupt-Filterschaltung 100 besitzt eine Schaltungskonfiguration mit einer variablen Zeitkonstanten. Die Zeitkonstante wird durch das an den Steueranschluß 18 angelegte Steuersignal V_c gesteuert. Die Haupt-Filterschaltung 100 kann beispielsweise die in Fig. 4 dargestellte Schaltungskonfiguration haben. Es sind jedoch auch beliebige andere Filterschaltungskonfigurationen möglich, z. B. die in Fig. 1 bis 3 dargestellten Schaltungen.

Die Schaltung 200 zur automatischen Justierung der Zeitkonstanten besteht aus einem Bandpaß-Filter 202, einem Verstärker 204, einem Komparator 206 und einer Referenzsignalquelle 208. Das Bandpaß-Filter 202 umfaßt zwei Filterschaltungs-Sätze, die dieselbe Konfiguration haben wie die Haupt-Filterschaltung 100. Ein Ausgangsanschluß 210 des Bandpaßfilters 202 ist über den Verstärker 204 mit seinem Eingangsanschluß 212 verbunden, so daß das Ausgangssignal des Bandpaß-Filters 204 mit positivem Vorzeichen zu dem Eingangsanschluß 212 rückgekoppelt wird. Entsprechend dieser Rückkopplungsverbindung arbeitet die aus dem Bandpaß-Filter 202 und dem Verstärker 204 bestehende Schaltungsanordnung als Oszillator 214, der mit einer vorgeschriebenen Frequenz f_A schwingt. Das Oszillator-Ausgangssignal V_{osc} des Oszillators 114, das die Frequenz f_A hat, d. h. das Ausgangssignal des Bandpaß-Filters 202 wird einem der Eingänge, nämlich dem Eingang 216 des Komparators 206 zugeführt. Ein anderer Eingangsanschluß 218 des Komparators 206 ist mit der Referenzsignalquelle 208 verbunden und nimmt ein Referenzfrequenzsignal V_{ref} mit der Referenzfrequenz f_R auf.

Der Komparator 206 vergleicht das Oszillatorsignal V_{osc} und das Referenzfrequenzsignal V_{ref} in Bezug auf ihre Phase und/oder Frequenz und erzeugt ein Steuersignal V_c , das der Phasen- oder Frequenzdifferenz zwischen dem Oszillatorsignal V_{osc} und dem Referenzfrequenzsignal V_{ref} entspricht. Dieses Steuersignal V_c wird zu dem Steuereingang 220 des Bandpaß-Filters 202 rückgekoppelt. Daraus ergibt sich eine automatische Steuerung der Oszillatorfrequenz f_A des Oszillators 214 derart, daß diese mit der Referenzfrequenz f_R zusammenfällt. Infolgedessen wird die Zeitkonstante des Bandpaßfilters 202 stets auf einen vorgeschriebenen festen Wert justiert.

Das Steuersignal V_c wird außerdem dem Steueranschluß 18 der Haupt-Filterschaltung 100 zugeführt. Diese hat dieselbe Schaltungskonfiguration wie das Bandpaß-Filter 202 in der Schaltung 200 zur automatischen Justierung der Zeitkonstanten. Infolge dessen wird die Zeitkonstante der Haupt-Filterschaltung 100 ebenfalls automatisch auf ihren eigenen festen Wert justiert.

Im folgenden sei anhand von Fig. 6 ein praktisches Ausführungsbeispiel für die Filterschaltung von Fig. 5 mit automatischer Justierung der Zeitkonstanten erläutert. In Fig. 6 hat die Haupt-Filterschaltung 100 die in Fig. 4 dargestellte Filterschaltungskonfiguration. Dementsprechend besteht auch das Bandpaßfilter 202 aus zwei Sätzen derselben Filterschaltungskonfiguration, wie sie in Fig. 4 dargestellt ist. Gleiche oder äquivalente Elemente oder Schaltungsteile wie in Fig. 5 und 6 sind wieder mit gleichen Bezugszeichen versehen und werden nicht erneut beschrieben. Den Bezugszeichen sind jedoch einige Buchstaben hinzugefügt, um die notwendige Differenzierung zu ermöglichen.

Das Bandpaßfilter 202 besteht aus einer ersten und einer zweiten integrierten Schaltung 222 bzw. 224, die dieselbe Filterschaltungskonfiguration haben wie die oben beschriebene Haupt-Filterschaltung 100. Die erste und die zweite integrierte Schaltung 222 bzw. 224 unterscheiden sich in folgender Weise voneinander: In der ersten integrierten Schaltung 222 ist die Basis des Transistors 38 a des ersten Differentialverstärkers 32 a über dem Spannungsteiler 46 a mit dem Ausgangsanschluß 16 a verbunden, um das Ausgangssignal $V_{out,a}$ der ersten integrierten Schaltung 222 als Rückkopplungssignal aufzunehmen. Der Spannungsteiler 46 a multipliziert die Ausgangsspannung $V_{out,a}$ mit dem Faktor "k" (k ist eine Dezimalzahl, z. B. $k < 1$). Im Gegensatz hierzu ist in der zweiten integrierten Schaltung 224 die Basis des Transistors 38 b des ersten Differentialverstärkers 32 b mit einer Referenzspannungsquelle 226 verbunden.

Der Ausgangsanschluß 16 a der ersten integrierten Schaltung 222 und der Eingangsanschluß 14 b der zweiten integrierten Schaltung 224 sind miteinander verbunden. D. h., der Ausgang des Pufferverstärkers 66 a der ersten integrierten Schaltung 222 ist mit der Basis des Transistors 36 b des ersten Differentialverstärkers 32 b der zweiten integrierten Schaltung 224 verbunden. Der Ausgangsanschluß 16 b der zweiten integrierten Schaltung 224 und der Eingangsanschluß 14 a der ersten integrierten Schaltung 222 sind miteinander verbunden, d. h., der Ausgang des Pufferverstärkers 66 b der zweiten integrierten Schaltung 224 ist mit der Basis des Transistors 36 a des ersten Differentialverstärkers 32 a der ersten integrierten Schaltung 222 verbunden. Außerdem ist der Ausgangsanschluß 16 a der ersten integrierten Schaltung 222 über den Verstärker 204 in einer Rückkopplungsschleife mit dem anderen Ende des Kondensators 22b der zweiten integrierten Schaltung 224 verbunden, d. h., in der zweiten integrierten Schaltung 224 ist der Kondensator 22 b statt mit dem geerdeten Anschluß 24 mit dem Verstärker 204 verbunden. Durch diese Schaltungsverbindung zwischen der ersten und der zweiten integrierten Schaltung 222, 224 und den in der Rückkopplungsschleife angeordneten Verstärker 204 wird der Oszillator 214 gebildet.

Der Ausgangsanschluß 16 a der ersten integrierten Schaltung 224 ist außerdem mit einem der Eingangsanschlüsse des Komparators 206 verbunden. Der Ausgangsanschluß 116 des Komparators 206, an welchem das Steuersignal V_c erzeugt wird, ist über eine aus einem Widerstand 228 und einem Transistor 230 bestehende Reihenschaltung mit dem geerdeten Anschluß 24 verbunden. Der Kollektor des Transistors 230 ist mit seiner Basis verbunden, so daß der Transistor 230 als Diode wirkt. Die Basis des Transistors 230 ist mit den variablen Stromquellen bildenden Schaltungsabschnitten der ersten und zweiten integrierten Schaltung 222, 224 des Bandpaß-Filters 202 und der Haupt-Filterschaltung 100 verbunden. Hier, d. h. in der ersten und der zweiten integrierten Schaltung 222 bzw. 224 des Bandpaß-Filters 202 und in der Haupt-Filterschaltung bestehen die variablen Stromquellen, die der variablen Stromquelle 28 entsprechen, aus Transistoren 28 a, 28 b bzw. 28 c. Diese Transistoren bilden zusammen mit dem Transistor 230 jeweils eine Stromspiegelschaltung. Auf diese Weise wird das von dem Komparator 206 erzeugte Steuersignal V_c in die erste und zweite integrierte Schaltung 222 bzw. 224 des Bandpaßfilters 202 bzw. in die Haupt-Filterschaltung 100 eingekoppelt.

Im folgenden sei die Wirkungsweise der in Fig. 6 dargestellten Schaltungsanordnung beschrieben: Das Oszillatorausgangssignal V_{osc} des Oszillators 212, d. h. das Ausgangssignal V_{out-a} der ersten integrierten Schaltung 222 wird in dem Komparator 206 in seiner Phase mit dem Referenzfrequenzsignal V_{ref} verglichen. Der Komparator 206 erzeugt das Steuersignal V_c , das für die Phasendifferenz zwischen dem Oszillator-Ausgangssignal V_{osc} und dem Referenzfrequenzsignal V_{ref} kennzeichnend ist. Diese Steuerspannung V_c wird über den Transistor 230 den Transistoren 28 a, 28 b und 28 c zugeführt, die zusammen die Stromspiegelschaltung bilden.

Die erste und die zweite integrierte Schaltung 222 und 224 haben, wie oben beschrieben, dieselbe Filterschaltungskonfiguration wie die Haupt-Filterschaltung 100. Die Eingangs- und Ausgangs-Kennlinien der ersten und der zweiten integrierten Schaltung 222 und 224 lassen sich jeweils durch die folgenden Gleichungen (6) bzw. (7) ausdrücken, die der Gleichung (5) ähnlich sind. Für die erste integrierte Schaltung 222 gilt

$$V_{out-a}/V_{in-a} = 1/(k + j\omega C_{22a}(R_{42a} + R_{44a})/40a/(2/28a)) \quad (6)$$

In der zweiten Filterschaltung 224 sind der Eingangsanschluß 14, das Ausgangssignal V_{out-a} der ersten integrierten Schaltung 224 auf. Das Ausgangssignal V_{out-b} liegt an dem Ausgangsanschluß 16 b an, dem außerdem ein Ausgangssignal V_{out-d} des Rückkopplungsverstärkers 204 zugeführt wird. Das Ausgangssignal V_{out-b} ist gleich dem Eingangssignal V_{in-a} der ersten integrierten Schaltung 222. Deshalb gilt für die zweite integrierte Schaltung 224 folgende Gleichung:

$$(V_{in-a} - V_{out-a})/V_{out-a} = 1/(j\omega \times \omega C_{22b}(R_{42b} + R_{44b})/40b/(2/28b)) \quad (7)$$

Aus den Gleichungen (6) und (7) erhält man folgende Gleichung:

$$V_{out-a} - V_{out-d} = j\omega T_2/(1 + j\omega k T_2 + (j\omega)^2 T_1 T_2) \quad (8)$$

worin $T_1 = C_{22a}(R_{42a} + R_{44a})/40a/(2/28a)$, $T_2 = C_{22b}(R_{42b} + R_{44b})/40b/(2/28b)$.

Dementsprechend ergibt sich zwischen den Zeitkonstanten folgende Bezeichnung: $T_1 = T_2 = T$. Die Frequenz fA , der durch die Rückkopplung erzeugten Schwingung ist $fA = 1/2\pi T$.

Wenn man davon ausgeht, daß die Kollektorströme der Transistoren 28 a, 28 b und 28 c einander gleich gemacht werden, die Ströme der Stromquellen 40 a, 40 b und 40 c ebenfalls einander gleich gemacht werden, erhält man für die Zeitkonstante T_3 des Bandpaßfilters 202 bzw. die Widerstandswerte R_{42a} und R_{42c} den Werten R_{44a} bzw. R_{44c} gleich gemacht werden, folgenden Ausdruck:

$$T_3 = (1/m)(C_{22b}/C_{22a})(R_{42c}/R_{42a})(1/2\pi fA) \quad (9)$$

Im folgenden sei anhand von Fig. 7 ein weiteres Ausführungsbeispiel der Filterschaltung beschrieben. Gleiche oder äquivalente Elemente sind wieder mit denselben Bezugszeichen versehen wie in Fig. 5. Auf ihre erneute Erläuterung ist verzichtet. Das Ausführungsbeispiel ist eine Filterschaltung mit automatischer Justierung der Zeitkonstanten, die sich als Farbsignal-Verarbeitungsschaltung eines Videorecorders eignet. Die Schaltung besteht aus einem 3,58 MHz-Bandpaß-Filter 100 a, einer Schaltung 200 a zur automatischen Justierung der Zeitkonstanten und einem zusätzlichen Bandpaß-Filter 100 b. Das Bandpaßfilter 100 b dient beispielsweise als Bandpaß-Filter für einen FM-Modulator des Videorecorders.

Das 3,58-MHz-Bandpaß-Filter 100 a ist wieder unter Verwendung zweier Sätze von Filterschaltungen aufgebaut, die dieselbe Schaltungskonfiguration haben wie die Haupt-Filterschaltung 100 von Fig. 5. Das zusätzliche Bandpaß-Filter 100 b ist ebenfalls unter Verwendung zweier Sätze von Filterschaltungen aufgebaut, die dieselbe Schaltungskonfiguration haben wie die Haupt-Filterschaltung 100 von Fig. 5.

Die Schaltung 200 a zur automatischen Justierung der Zeitkonstanten hat im Prinzip dieselbe Schaltungskonfiguration wie die Schaltung 200 zur automatischen Justierung der Zeitkonstanten von Fig. 5, d. h., sie besteht aus einem Bandpaßfilter 202 a, einem Verstärker 204 a, einem Komparator 206 a und einer Referenzsignalquelle 208 a. Bei der Verarbeitung des Farbsignals von Videosignalen benötigt man eine Frequenz 320 fH (fH = ist die Frequenz des Zeilen-Synchronisierungssignals). Das Bandpaß-Filter 202 ist deshalb so bemessen, daß seine Mittenfrequenz fA den Wert 320 fH hat. Der Komparator 206 a enthält dann einen 1/320-Frequenzteiler 232, einen Frequenzabweichungs-Detektor 234, einen Phasenkomparator 236 und einen Addierer 238. Der 1/320-Frequenzteiler 232 und der Frequenzabweichungsdetektor 234 sind parallel zu dem Oszillator 214 angeordnet, so daß sie das Oszillatorausgangssignal V_{osc} aufnehmen. Der 1/320-Frequenzteiler 232 liegt an einem Eingang des Phasenkomparators 236 sein frequenzgeteiltes Signal an. Ein anderer Eingang des Phasenkomparators 236 ist

mit der Referenzsignalquelle 208 *a* verbunden. Die Referenzsignalquelle 208 *a* ist im vorliegenden Ausführungsbeispiel so eingestellt, daß das Referenzfrequenzsignal V_H die Zeilen-Synchronisierfrequenz f_H hat. Der Phasenkompator 236 erzeugt dann ein Phasendetektor-Ausgangssignal, das für die Phasendifferenz zwischen dem frequenzgeteilten Signal des 1/320-Frequenzteilers 232 und dem Referenzfrequenzsignal V_H der Referenzsignalquelle 208 *a* kennzeichnend ist. Das Phasendetektor-Ausgangssignal wird einem der Eingänge des Addierers 238 zugeführt. Der Frequenzabweichungsdetektor 234 unterscheidet, ob die tatsächliche Frequenz f_A des Oszillator-
 signals V_{osc} in einem vorgeschriebenen Frequenzbereich um die Zentralfrequenz von 320 fH, z. B. in dem Frequenzbereich $320 \text{ fH} \pm 10\%$, liegt. Wenn die tatsächliche Frequenz f_A des Oszillatorsignals V_{osc} innerhalb dieses Frequenzbereichs liegt, erzeugt der Frequenzabweichungsdetektor 234 kein Ausgangssignal. Er erzeugt
 hingegen ein positives Ausgangssignal, wenn die tatsächliche Frequenz f_A des Oszillatorsignals V_{osc} nach oben aus dem genannten Frequenzbereich herauswandert, hingegen ein negatives Ausgangssignal, wenn die tatsächliche Frequenz f_A des Oszillatorsignals V_{osc} nach unten aus dem Frequenzbereich herauswandert. Das Ausgangssignal des Frequenzabweichungsdetektors wird einem weiteren Eingang des Addierers 238 zugeführt. Die
 Summe aus dem Phasendetektor-Ausgangssignal des Phasenkompators 236 und dem Ausgangssignal des Frequenzabweichungsdetektors 234, d. h. das Steuersignal V_c wird von dem Addierer 238 zu dem Bandpaß-Fil-
 ter 202 *a* rückgekoppelt. Dadurch wird das Oszillatorsignal V_{osc} automatisch derart gesteuert, daß seine Fre-
 quenz f_A stets mit der Frequenz von 320 fH übereinstimmt.

Der Komparator 206 *a* von Fig. 7 könnte aus dem Phasenkompator 236, jedoch ohne Verwendung des Frequenzabweichungsdetektors 234, bestehen. Da die Oszillatorfrequenz f_A des Oszillators 214 *a* jedoch z. B. im Vergleich zu aus Induktivitäten und Kapazitäten bestehenden LC-Oszillatoren eine große Streuung hat, läßt sich die Phasenverriegelung der Rückkopplungsschleife kaum erreichen. Der Frequenzabweichungsdetektor 234
 dient zur Kompensation und zur Erleichterung der Phasenverriegelung.

Das auf diese Weise gewonnene Steuersignal V_c wird auch dem 3,58-MHz-Bandpaßfilter 100 *a* für die Farbsignalverarbeitung zugeführt. Das 3,58-MHz-Bandpaß-Filter 100 *a* hat im vorliegenden Fall dieselbe Schaltungs-
 konfiguration wie das Bandpaß-Filter 202 *a* in der oben beschriebenen Schaltung 200 *a* zur automatischen Justierung der Zeitkonstanten. Somit wird die Zeitkonstante des 3,58-MHz-Bandpaß-Filters 100 *a* stets automa-
 tisch auf einen vorgeschriebenen festen Wert relativ zur Mittenfrequenz von 3,58 MHz justiert. Die Mittenfre-
 quenz des 3,58-MHz-Bandpaß-Filters 100 *a* ist so gewählt, daß sie dem 0,712fachen der Mittenfrequenz f_A des
 Bandpaß-Filters 202 *a* entspricht. Dadurch wird die Mittenfrequenz des 3,58-MHz-Bandpaß-Filters 100 *a* auto-
 matisch auf die Frequenz 3,58 MHz justiert. Wenn ein zusätzliches Bandpaß-Filter 100 *b*, z. B. das Bandpaß-Filter
 des FM-Modulators des Videorecorders (in der Zeichnung ist der Modulatorteil weggelassen) zusammen mit
 dem 3,58-MHz-Bandpaß-Filter 100 *a* eingesetzt wird, wird dieses zusätzliche Bandpaß-Filter 100 *b* ebenfalls
 automatisch auf seine vorgeschriebene Frequenz justiert.

Die vorliegende Erfindung ist nicht auf die vorangehend beschriebenen Ausführungsbeispiele beschränkt. Wenn beispielsweise die in Fig. 1, 2 und 3 dargestellten Filterschaltungen als Haupt-Filterschaltung 100 und das
 Bandpaß-Filter 202 mit derselben Filterschaltungskonfiguration wie die Haupt-Filterschaltung 100 verwendet
 werden, lassen sich ähnliche Ergebnisse erzielen.

3723778

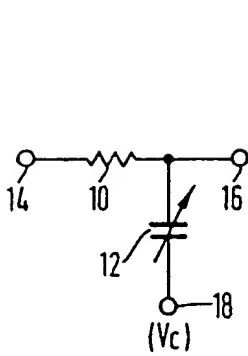


FIG. 1.

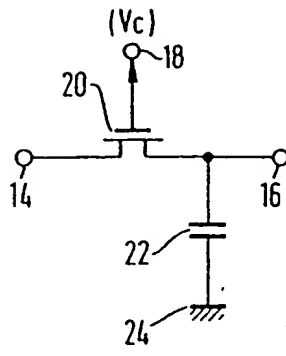


FIG. 2.

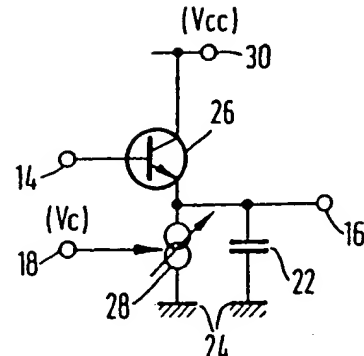


FIG. 3.

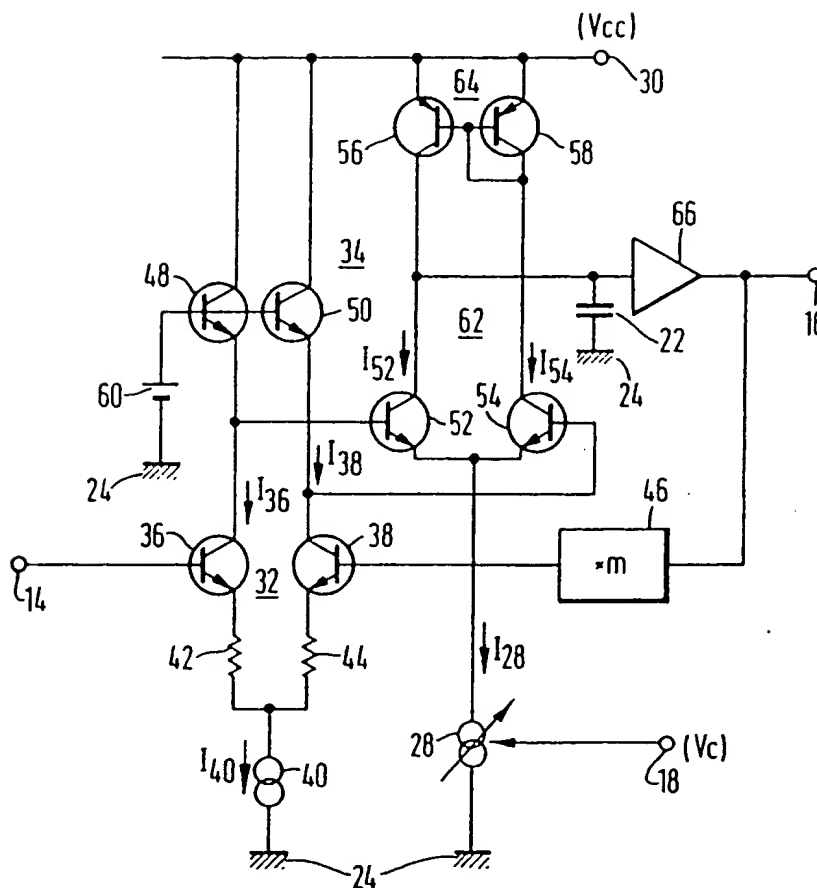
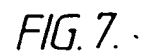
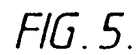


FIG. 4.



3723778

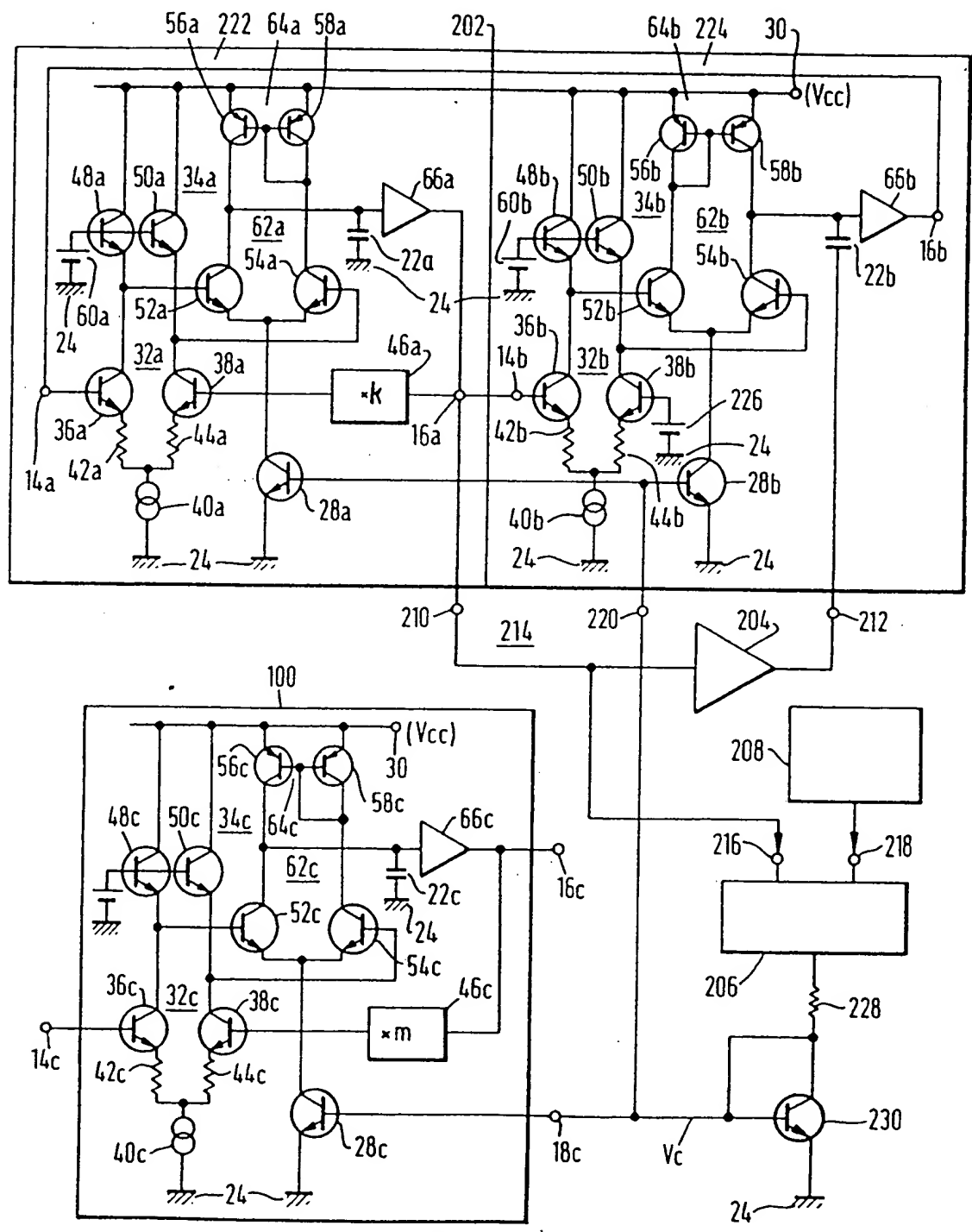


FIG. 6.